



(19) Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets



(11) Numéro de publication : 0 631 406 A1

(12)

DEMANDE DE BREVET EUROPEEN

(21) Numéro de dépôt : 94460020.4

(51) Int. Cl.⁵ : H04L 5/06, H04L 27/02

(22) Date de dépôt : 21.06.94

(30) Priorité : 21.06.93 FR 9307727

(43) Date de publication de la demande :
28.12.94 Bulletin 94/52

(84) Etats contractants désignés :
DE GB IT

(71) Demandeur : FRANCE TELECOM
Etablissement autonome de droit public,
6, Place d'Alleray
F-75015 Paris (FR)

(71) Demandeur : TELEDIFFUSION DE FRANCE
10, rue d'Oradour sur Glane
F-75732 Paris Cédex 15 (FR)

(72) Inventeur : Le Floch, Bernard
1A rue Victor Hugo
F-35000 Rennes (FR)
Inventeur : Sueur, Bertrand
11 quai de Chateaubriand
F-35000 Rennes (FR)
Inventeur : Veillard, Jacques
La Viseule
F-35760 Montgermont (FR)

(74) Mandataire : Vidon, Patrice
Cabinet Patrice Vidon
Immeuble Germanium
80, Avenue des Buttes de Coesmes
F-35700 Rennes (FR)

(54) Procédé et dispositif de diffusion de données en amplitude à bande latérale réduite.

(57) L'invention concerne un signal de données numériques destinée à être reçue notamment par des récepteurs à démodulateur MABLR. Le signal de l'invention comprend une fréquence pilote f_p (41), une bande de fréquence vierge f_p à $f_p + P \Delta f$ (42) ne portant aucun signal utile et une pluralité de fréquences porteuses $f_p + P \Delta f$ à $f_p + Q \Delta f$ (43), chacune desdites fréquences porteuses étant modulée par des éléments de données distincts représentatifs d'un signal numérique source à transmettre. La pluralité de fréquences porteuses forme par exemple un signal COFDM. La fréquence pilote (41) permet d'assurer une démodulation de la pluralité de porteuses (43) à l'aide d'un démodulateur classique MABLR. La bande vierge (42) permet un fonctionnement correct des circuits de récupération de porteuses des récepteurs.

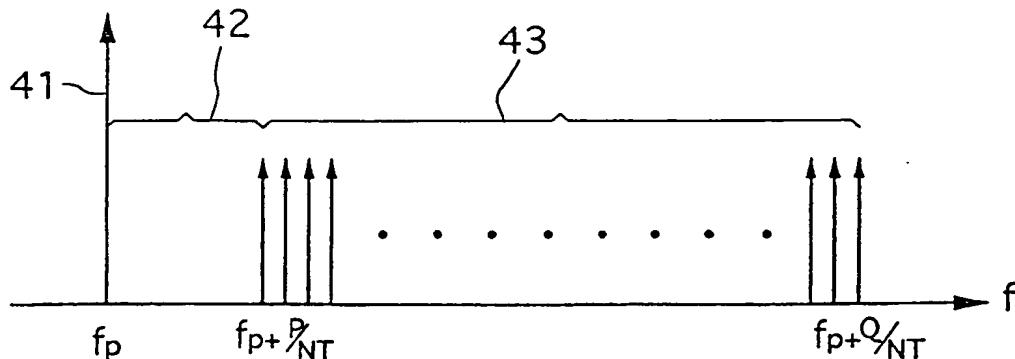


Fig. 4

Le domaine de l'invention est celui de la transmission de signaux numériques. Plus précisément, l'invention concerne la transmission de signaux mettant en oeuvre simultanément une pluralité de fréquences porteuses codées chacune par des éléments de données numériques distincts.

De tels signaux numériques sont généralement désignés par le terme FDM (Frequency Division Multiplex (multiplex de fréquences)). Un exemple particulier de ces signaux, auquel s'applique notamment l'invention, est les signaux OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex (multiplexage de fréquences orthogonales)).

Un signal OFDM est par exemple utilisé dans le système de diffusion numérique décrit notamment dans le brevet français FR-86 09622 déposé le 2 juillet 1986 et dans le document "Principes de modulation et de codage canal en radiodiffusion numérique vers les mobiles" (M. Alard et R. Lassalle ; Revue de l'U.E.R, n° 224, août 1987, pp. 168-190), et connu sous le nom de système COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex (multiplexage de fréquences orthogonales codées)).

Ce système COFDM a notamment été développé dans le cadre du projet européen DAB (Digital Audio Broadcasting (diffusion audionumérique)). Il est également candidat à la normalisation pour la diffusion terrestre de la télévision numérique.

La démodulation de ces signaux numériques à multiplex de fréquences nécessite l'utilisation de démodulateurs spécifiques, assurant une démodulation sur deux voies en quadrature. Un tel démodulateur est par exemple décrit dans le document de brevet FR-86 09622 précité.

Les démodulateurs analogiques classiques ne peuvent pas être utilisés pour recevoir ces signaux numériques, du fait notamment du bruit de phase qu'ils introduisent sur le signal démodulé. En effet, l'écart entre deux fréquences porteuses adjacentes du multiplex de fréquences est en général très faible, ce qui rend le décodage de chaque fréquence porteuse très sensible aux bruits de phase et aux décalages de fréquence.

C'est en particulier le cas des démodulateurs destinés à la réception de signaux modulés en amplitude à bande latérale réduite (MABLR). Outre que ceux-ci supposent une construction particulière du signal (limitation d'une bande latérale), ils génèrent en effet un bruit de phase incompatible avec le décodage d'un signal FDM ou OFDM, en particulier si une modulation à grand nombre d'états est mise en oeuvre pour chaque porteuse.

Pourtant, il serait souhaitable de pouvoir utiliser, au moins partiellement des moyens de démodulation déjà développés pour la réception analogique, notamment pour réduire les coûts d'introduction des techniques numériques (qu'il s'agisse des coûts de recherche, d'industrialisation ou de celui des récepteurs,...).

C'est par exemple le cas pour la diffusion de signaux de télévision numérique, en particulier sur les réseaux de câbles. En effet, la transmission des signaux analogiques (PAL, SECAM, D2-MAC, ...) dans les réseaux de câbles repose aujourd'hui sur une modulation d'amplitude à bande latérale réduite. L'introduction de la télévision numérique est envisagée dans le futur en utilisant les mêmes largeurs de bande de canaux que pour l'analogique.

Ainsi, le passage de l'analogique au numérique pourra se faire de façon progressive. Cependant, lors de la transition, les récepteurs devront comprendre deux tuners et deux démodulateurs distincts, pour la réception des signaux analogiques et numériques respectivement.

L'invention a notamment pour objectif de pallier ces inconvénients de l'état de la technique.

Plus précisément, un objectif de l'invention est de fournir un signal numérique à multiplex de fréquences apte à être reçu par un récepteur à démodulateur classique prévu pour la réception de signaux analogiques modulés en amplitude à bande latérale réduite.

En d'autres termes, l'invention a notamment pour objectif de fournir un tel signal numérique, qui puisse être reçu et démodulé dans des récepteurs à démodulateur MABLR.

Ainsi, un objectif de l'invention est de fournir un tel signal qui puisse être reçu dans un récepteur initialement prévu pour la réception de signaux analogiques, sans modification importante des tuners et modulateurs. Un objectif particulier de l'invention est notamment de permettre la réception d'un signal numérique de télévision à l'aide d'un démodulateur prévu pour la réception d'un signal D2-MAC Paquets.

Un autre objectif de l'invention est également de fournir un tel signal numérique, qui puisse être reçu alternativement avec d'autres signaux analogiques, à l'aide d'un unique démodulateur, par exemple dans le cas de signaux de télévision diffusés sur un réseau câblé.

L'invention a également pour objectif de fournir un tel signal, qui conserve l'intégrité du multiplex de fréquences. En d'autres termes, un objectif de l'invention est de fournir un tel signal duquel il est aisément de récupérer le multiplex de fréquences d'origine par exemple en vue de sa réémission vers un démodulateur numérique à deux voies en quadrature.

L'invention a encore pour objectif de fournir un tel signal, qui soit simple à construire, à partir du multiplex de fréquences. Ainsi, un objectif particulier de l'invention est de fournir un tel signal qui puisse être aisément réalisé par la tête de réseau d'un réseau de câbles, à partir d'un multiplex de fréquences diffusé par un satellite.

Un autre objectif de l'invention est encore de fournir des procédés de transmission et de réception d'un

tel signal, ainsi que des dispositifs de réception correspondants.

Ces objectifs, ainsi que d'autres qui apparaîtront par la suite, sont atteints selon l'invention grâce à un signal de données numériques apte à être reçu par au moins un récepteur comprenant des moyens de démodulation de signaux modulés en amplitude à bande latérale réduite, comprenant:

- 5 - une fréquence pilote f_p ;
- une bande de fréquence vierge f_p à $f_p+P.\Delta f$ ne portant aucun signal utile ;
- une pluralité de fréquences porteuses $f_p+P.\Delta f$ à $f_p+Q.\Delta f$, chacune desdites fréquences porteuses étant modulée par des éléments de données distincts représentatifs d'un signal numérique source à transmettre,

10 P étant un nombre entier strictement supérieur à 1,

Q étant un nombre entier strictement supérieur à P, et

Δf étant l'écart de fréquence entre deux fréquences porteuses consécutives.

Ainsi, le signal de l'invention est constitué d'un signal FDM ou OFDM classique, auquel est adjoint une fréquence pilote, qui permet, ainsi que cela apparaîtra par la suite, d'assurer une démodulation du signal FDM ou OFDM à l'aide d'un démodulateur classique, malgré le bruit de phase.

15 La bande de fréquence vierge entre la fréquence pilote et le multiplex de fréquences permet notamment un fonctionnement correct des circuits de récupération de porteuse.

Dans un mode de réalisation avantageux de l'invention, ledit signal numérique source est organisé sous la forme d'une succession de symboles d'une durée prédéterminée T_s comprenant chacun Q-P éléments de données distincts, chacun desdits symboles étant constitué d'une part d'un intervalle de garde de durée pré-déterminée Δ et d'autre part d'une partie utile de durée prédéterminée NT durant laquelle chacun desdits Q-P éléments de données d'un symbole module une desdites fréquences porteuses.

Par élément de données on entend l'ensemble d'éléments binaires associés à chaque état de modulation.

Dans ce cas, il est avantageux que ladite pluralité de fréquences porteuses soit constituée de fréquences orthogonales, Δf étant égal à $1/NT$.

Il peut en particulier s'agir de symboles COFDM, de type connu.

La fréquence pilote f_p peut ne pas être modulée. Toutefois, dans un mode de réalisation préférentiel de l'invention, ladite fréquence pilote f_p est modulée en amplitude à faible indice par un signal de référence.

Il peut notamment porter un signal représentatif de la fréquence d'émission desdits symboles.

En effet, les démodulateurs classiques MABLR ne peuvent pas extraire ces informations du signal OFDM.

Par exemple, il peut s'agir d'un signal périodique de période $2.T_s=2(NT+\Delta)$. Cette fréquence est en effet nécessaire pour reconstruire le signal numérique source, dans un mode de réalisation particulier d'un procédé de réception, décrit par la suite.

Lorsque lesdits symboles sont regroupés en trames de symboles, chacune desdites trames comprenant au moins deux symboles, le signal de référence peut aussi porter un signal représentatif de la fréquence d'émission desdites trames.

Avantageusement, ledit signal de référence comprend au début de chacune desdites trames un motif pré-défini rompant la périodicité dudit signal de référence.

De façon préférentielle, ledit signal numérique source comprend au moins un signal appartenant au groupe comprenant:

- les signaux d'images ;
- les signaux de sons ;
- les signaux de données.

Dans un mode de réalisation particulier, correspondant notamment à la diffusion de signaux de télévision sur les réseaux de câbles, ladite bande de fréquence vierge occupe une largeur de bande de l'ordre de 100 kHz, et ladite pluralité de fréquences porteuses occupe une largeur de bande de l'ordre de 8 MHz.

Un tel signal peut notamment être construit selon un procédé comprenant les étapes suivantes :

- création d'éléments de données représentatifs d'un signal numérique source ;
- création de symboles, chaque symbole comprenant P-Q éléments de données, P étant un nombre entier strictement supérieur à 1 et Q étant un nombre entier strictement supérieur à P ;
- modulation d'une pluralité de fréquences porteuses $f_p+P.\Delta f$ à $f_p+Q.\Delta f$ par lesdits symboles, de façon à former un premier signal, chacune desdites fréquences porteuses étant modulée par un élément de données distinct de chaque symbole, f_p étant une fréquence prédéterminée et Δf étant l'écart de fréquence entre deux fréquences porteuses consécutives ;
- ajout audit premier signal d'une fréquence pilote f_p , de façon à former un signal à transmettre ;
- transmission dudit signal à transmettre.

Préférentiellement, ce procédé comprend de plus une étape de :

- modulation en amplitude à faible indice de ladite fréquence pilote f_p par un signal de référence portant

notamment des informations de synchronisation pour la réception dudit premier signal.

Le signal de l'invention peut également être réalisé directement par synthèse numérique, à l'émission, à partir de deux séries de valeurs $I(nT)$ et $Q(nT)$ délivrées par une opération de transformation mathématique, à la fréquence d'échantillonnage $1/T$, à l'aide des étapes suivantes :

- 5 - multiplication des échantillons $I(nT)$ par $(-1)^n$, de façon à obtenir des valeurs $x(nT)$;
- synthèse de valeurs $Q(nT+T/2)$ à partir desdits échantillons $Q(nT)$;
- multiplication des valeurs $Q(nT+T/2)$ par $(-1)^{n+1}$, de façon à obtenir des valeurs $x(nT+T/2)$;
- application auxdites valeurs $x(nT)$ d'un retard de compensation de durée égale à celle de ladite étape de synthèse ;
- 10 - multiplexage desdites valeurs $x(nT)$ retardées et $x(nT+T/2)$, de façon à obtenir des valeurs $x(nT/2)$;
- conversion numérique/analogique desdites valeurs $x(nT/2)$.

Avantageusement, une étape de correction de maintien comprenant un filtrage passe-bas à la fréquence de coupure $1/T$ et une préaccentuation des fréquences porteuses proches de $1/T$ est ajoutée. Cette préaccentuation peut préférentiellement se faire sous forme numérique dans la synthèse des signaux $I(nT)$ et $Q(nT)$.

15 Le procédé de réception et de décodage comprend, avantageusement, pour restituer le signal d'origine, les étapes suivantes :

- réception du signal de données numériques transmis ;
- récupération de la fréquence pilote f_p ;
- 20 - démodulation selon les techniques de démodulation appliquées aux signaux modulés en amplitude à bande latérale réduite du signal reçu, par multiplication dudit signal reçu par ladite fréquence pilote f_p récupérée ;
- filtrage passe-bas éliminant notamment les composantes fréquentielles de l'ordre de $2.f_p$;
- décodage du signal démodulé.

De façon préférentielle, ladite étape de récupération de la fréquence pilote f_p comprend une des étapes appartenant au groupe comprenant les étapes de :

- filtrage à bande étroite centré sur la fréquence f_p du signal reçu puis écrêtage au-dessus d'une amplitude maximum ;
- récupération de ladite fréquence pilote à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase alimentée par le signal reçu.

30 Avantageusement, ladite étape de décodage du signal démodulé comprend les étapes suivantes :

- récupération de ladite pluralité de fréquences porteuses, par filtrage passe-haut dudit signal démodulé ;
- conversion analogique/numérique du signal formé de ladite pluralité de fréquences porteuses ;
- démodulation de chacune desdites fréquences porteuses, de façon à récupérer les éléments de données formant le signal numérique source.

35 Si ladite fréquence pilote f_p est modulée en modulation d'amplitude par un signal de référence, le procédé comprend les étapes de :

- récupération dudit signal de référence à la fréquence $1/2T_s$, par filtrage passe-bas dudit signal démodulé ;
- génération, à partir dudit signal de référence, d'au moins un des signaux appartenant au groupe comprenant :

 - un signal d'horloge à la fréquence $1/T$;
 - un signal d'horloge à la fréquence $2/T$;
 - un signal indiquant le début de chacune des trames dudit signal démodulé.

Pour récupérer le signal source d'origine, ladite étape de conversion analogique/numérique délivrant, à la fréquence d'échantillonnage $2/T$, des échantillons $x(n.T/2)$ il est avantageux que ladite étape de démodulation de chacune desdites fréquences porteuses comprenne les étapes de :

- répartition alternative desdits échantillons sur une première et une seconde voies, ladite première voie recevant les échantillons $x(nT)$ et ladite seconde voie recevant les échantillons $x(nT+T/2)$;
- multiplication des échantillons $x(nT)$ de ladite première voie par $(-1)^n$, de façon à obtenir des valeurs $I(nT)$;
- multiplication des échantillons $x(nT+T/2)$ de ladite seconde voie par $(-1)^{n+1}$, de façon à obtenir des valeurs $Q(nT+T/2)$;
- synthèse de valeurs $Q(nT)$, à partir desdites valeurs $Q(nT+T/2)$;
- introduction sur ladite première voie d'un retard de compensation de durée égale à celle de ladite étape de synthèse ;
- transformation de Fourier desdites valeurs $I(nT)$ et $Q(nT)$, délivrant lesdits éléments de données représentatifs dudit signal numérique source.

Préférentiellement, ladite étape de synthèse comprend les étapes de :

- filtrage d'interpolation d'ordre 2 desdites valeurs $Q(nT+T/2)$;
- décimation d'ordre 2.

5 L'invention concerne également, bien sûr, les dispositifs de réception prévus pour recevoir le signal de l'invention, ainsi que toutes les utilisations de ce signal. Une utilisation particulière de l'invention est la diffusion de signaux numériques sur un réseau câblé.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront à la lecture de la description suivante d'un mode de réalisation préférentiel, donné à titre de simple exemple illustratif et non limitatif, et des dessins annexés dans lesquels :

- la figure 1 illustre une chaîne de codage et de décodage d'un signal COFDM, de type connu;
- la figure 2 présente la structure dans l'espace temps/fréquence du signal COFDM transmis dans la chaîne de la figure 1 ;
- la figure 3 est un exemple d'application du signal de l'invention pour la diffusion de signaux de télévision numériques ;
- la figure 4 représente, dans l'espace fréquentiel, la structure du signal de l'invention ;
- la figure 5 est un exemple de signal de synchronisation pouvant moduler en amplitude la fréquence pilote du signal de la figure 4 ;
- les figures 6 et 7 présentent deux modes de réalisation de démodulateurs, connus en soi, pouvant être mis en oeuvre pour la réception du signal de la figure 4 et correspondant respectivement à un démodulateur quasi-synchrone et à un démodulateur synchrone ;
- la figure 8 illustre la bande passante du filtre à fréquence intermédiaire des figures 6 et 7 ;
- la figure 9 présente le traitement supplémentaire appliqué aux échantillons délivrés par la FFT⁻¹ de la figure 1, pour obtenir le signal de l'invention ;
- la figure 10 présente le filtrage réalisé par le module de synthèse de la figure 9 ;
- la figure 11 est la réponse impulsionnelle du filtre de la figure 10 ;
- la figure 12 illustre un autre procédé de construction d'un signal tel qu'illustré sur la figure 4 ;
- la figure 13 est un schéma synoptique des moyens de traitement du signal démodulé délivré par les démodulateurs de figures 6 et 7, de façon à récupérer le signal source construit selon le procédé de la figure 12.

30 Avant de présenter en détail en mode de réalisation préférentiel de l'invention, on rappelle tout d'abord ci-dessous les caractéristiques principales d'un signal COFDM, auquel s'applique avantageusement l'invention. Il est à noter, cependant, que l'invention ne se limite en aucun cas à ce signal particulier, présenté seulement à titre d'exemple, mais peut au contraire s'appliquer à la transmission de tous les signaux numériques à multiplex de fréquences.

35 En effet, l'objectif principal de l'invention est de permettre la réception de tout signal comprenant des fréquences porteuses modulées indépendamment et relativement proches les unes des autres avec des moyens de démodulation analogiques classiques prévus pour la réception de signaux modulés en MABLR.

La figure 1 est donc un schéma synoptique d'une chaîne de codage et de décodage de type connu d'un signal COFDM. Les caractéristiques de ce système de diffusion sont notamment décrites dans l'article "Principes de modulation et de codage canal en radiodiffusion numérique vers les mobiles" déjà cité.

40 La construction d'un signal COFDM est en particulier basé sur l'utilisation conjointe d'un dispositif de codage de canal et d'un procédé de modulation par multiplexage de fréquences orthogonales.

Le codage canal met en oeuvre un code convolutif.

45 Le procédé de modulation proprement dit permet de s'affranchir des problèmes liés à la sélectivité en fréquence du canal. Il consiste à assurer la répartition d'éléments numériques constitutifs du signal de données dans l'espace fréquence-temps (technique de l'entrelacement en temps et en fréquence) et à émettre simultanément des jeux d'éléments numériques sur une pluralité de voies de diffusion parallèles au moyen d'un multiplex de fréquences utilisant des porteuses orthogonales. En particulier, ce type de modulation permet d'éviter que deux éléments successifs du train de données soient émis à la même fréquence.

50 Bien que l'aspect du codage canal ne se rapporte pas directement au signal de la présente invention, on en décrit brièvement le principe, afin de présenter de façon complète la construction d'un exemple de signal selon l'invention.

Ainsi, les données numériques source 11 à transmettre sont soumises à un codage convolutif 12. Le principe général d'un tel code est d'associer à chaque valeur source une valeur codée dépendant de cette valeur source et d'au moins une des valeurs qui la précède. Du fait du lien ainsi créé entre les valeurs codées, il est alors possible, au décodage, de reconstruire la séquence des valeurs source même lorsqu'une valeur codée reçue est fausse, à l'aide d'un décodage à maximum de vraisemblance, tel qu'un décodage de Viterbi à décision douce (c'est-à-dire un décodage délivrant une estimation de la valeur reçue et une pondération représentative de la confiance que l'on peut accorder à cette estimation).

Avantageusement, un code externe du type Reed-Solomon ou CSRS (Cyclotomatically Shortened Reed Solomon (code de Reed Solomon cyclotomatiquement raccourci)) peut être concaténé au code convolutif.

Les données source peuvent bien sûr être de tout type, qu'il s'agisse de signaux sonores, de signaux d'images ou de signaux de données. Elles peuvent de plus correspondre à plusieurs sources d'origines distinctes, émises simultanément. Ainsi, par exemple, la demande de brevet FR 90 16383 déposée le 19.12.1990 au nom des mêmes déposants propose une organisation des données en trames et en canaux permettant d'assurer notamment la transmission simultanée de plusieurs canaux sonores (correspondant par exemple aux canaux stéréophoniques de plusieurs stations de radio), d'images fixes ou animées, d'informations de type télécopie, de signaux de radiomessagerie, etc...

10 Comme on l'a déjà précisé, le signal COFDM repose sur l'utilisation simultanée d'une pluralité de fréquences porteuses émises simultanément. Le nombre N de porteuses peut être quelconque. Il est classiquement de l'ordre de quelques centaines (il pourrait également être de l'ordre de quelques unités). Chacune de ces porteuses est modulée à un faible débit (par rapport au débit nécessaire pour un système monoportuese correspondant). Cela permet de réduire l'effet de sélectivité du canal.

15 Le signal global émis est donc un signal large bande (occupant par exemple une bande de quelques Méghertz).

Cette bande large est un avantage, dans le cas de signaux conçus pour tirer parti des trajets multiples, tel que le COFDM. En effet, du fait de l'étalement de la réponse du canal de transmission, il est très improbable qu'un évanouissement profond affecte simultanément l'ensemble du signal.

20 A titre d'exemple, dans une bande de fréquence de 8 Mhz, on peut définir 512 fréquences porteuses séparées de 15 625 Hz. Parmi celles-ci 448 sont utilisables, après élimination de la fréquence centrale du spectre et des porteuses latérales (1/8e du spectre) pour tenir compte des contraintes de filtrage.

25 Dans ce signal COFDM, et contrairement aux méthodes classiques de multiplexage en fréquence, les spectres des différentes porteuses se recouvrent mutuellement. Toutefois, le signal complet vérifie certaines conditions d'orthogonalité, permettant la séparation des informations associées aux différentes porteuses, par exemple en utilisant la technique de la transformation de Fourier (ainsi que cela est précisé plus loin). En d'autres termes, la notion d'orthogonalité des fréquences porteuses sous-entend que les spectres des porteuses peuvent se chevaucher, à la condition que, lorsque un des spectres présente sa puissance maximale, c'est-à-dire à la fréquence précise de la porteuse correspondant à ce spectre, tous les autres spectres ont une puissance nulle. Le décodage n'est donc pas perturbé si l'on considère cette fréquence précise.

30 L'interférence intersymbole introduite notamment par les trajets multiples lors de la transmission peut affaiblir cette orthogonalité. Pour éviter ce problème, on insère un intervalle de garde entre chaque symbole émis. La durée de cet intervalle de garde est choisie supérieure à l'étalement de la réponse impulsionale du canal.

35 Le codage 12 produit des éléments de données codées C_k 13 appartenant à un alphabet de modulation. Le choix de l'alphabet spécifie le type de modulation utilisé. Par exemple, pour une modulation à 4 états de phase (MDP4), l'alphabet utilisé est $\{1 + i, 1 - i, -1 + i, -1 - i\}$. De nombreux autres types de modulation peuvent être utilisés, tels que les modulations MDP8, 16QAM ou les modulations par codage en treillis selon la méthode d'Ungerboeck.

40 Les éléments de données codés 13 sont ensuite soumis à une opération 14 de répartition dans l'espace fréquence-temps, qui consiste à associer à chacune des fréquences porteuses des éléments de données sélectionnés dans la suite des données codées 13 de façon à briser, par brassage, la corrélation des distorsions subies par les échantillons transmis. Par espace temps-fréquence, on entend un ensemble de points répartis selon deux axes perpendiculaires, l'axe du temps et l'axe des fréquences. Selon l'axe des fréquences, on distingue autant de points qu'il y a de fréquences porteuses. Selon l'axe du temps, un point correspond à la durée d'un symbole.

45 Par exemple, cette répartition assure au minimum que deux données source successives ne soient pas transmises consécutivement et/ou sur une même fréquence porteuse. Plus généralement, l'éloignement dans l'espace temps-fréquence entre deux données codées successives est au minimum tel que l'indépendance statistique entre ces données soit assurée.

Dans la pratique, cette répartition 14 dans l'espace temps-fréquence peut correspondre à un entrelacement en temps 14_A consistant par exemple en une application sélective de retards de différentes durées, suivi d'un entrelacement en fréquences 14_B, consistant en une affectation sélective des éléments de données retardés aux différentes porteuses.

50 Chaque fréquence porteuse est ensuite modulée par la séquence d'éléments de données C_k qui lui est destinée après l'entrelacement en temps et en fréquence 14. Cette opération de modulation peut être effectuée par l'application d'une transformation de Fourier rapide inverse (FFT⁻¹) 16 sur la suite 15 d'éléments de données entrelacés délivrée par le module 14.

Le module de transformation inverse 16 délivre des symboles élémentaires de modulation 17 correspondant à la modulation simultanée des N fréquences porteuses et destinés chacun à être transmis pendant l'intervalle de temps $T_s = t_s + \Delta$, où t_s est la durée du symbole "utile" ($t_s=NT$), sur laquelle portera la démodulation et où Δ représente la durée de l'intervalle de garde (par exemple : $\Delta = T_s/4$).

5 Ces symboles 17 sont ensuite, dans les systèmes COFDM de type connu, émis à l'aide d'un module d'émission 18 classique, qui effectue notamment la conversion numérique/analogique des symboles 17, puis une transposition du signal analogique correspondant dans le domaine des radiofréquences.

Chaque symbole émis $x(t)$ peut donc s'écrire :

10

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \operatorname{Re} (C_k \cdot e^{2i\pi f_k t}) \quad \text{pour } t \in [0, T_s]$$

15

où $f_k = f_0 + k/t_s$

et avec:

N : nombre de porteuses du multiplex de porteuses orthogonales ;

f_0 : fréquence arbitraire ;

C_k : élément de l'alphabet de modulation.

20

Le signal émis dans un canal de transmission 19 (présentant généralement des trajets multiples) est reçu dans un module de réception 110, également classique.

Si l'intervalle de garde est plus long que la réponse impulsionnelle du canal, et si celui-ci varie lentement par rapport à la durée T_s d'un symbole (invariance du canal pendant la durée d'un symbole), chaque symbole reçu (non affecté par l'interférence intersymbole) peut se mettre sous la forme :

25

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \operatorname{Re} (H_k \cdot C_k \cdot e^{2i\pi f_k t})$$

30

où H_k représente la réponse du canal 19 à la fréquence f_k .

Dans le module de réception 110, le signal reçu est démodulé sur les voies en phase et en quadrature d'un oscillateur local de transposition à la fréquence $f_0 + 1/(2T)$ et échantillonné par un convertisseur analogique/numérique au rythme de $1/T$, avec $T = t_s/N$.

35

Le signal 111 obtenu s'écrit:

40

$$x(nT) = (-1)^n \cdot \sum_{k=0}^{N-1} C_k \cdot H_k \cdot e^{2i\pi \frac{nk}{N}} \quad (n = 0 \text{ à } N-1)$$

Ce signal 111 est soumis à une transformation (FFT) 112, symétrique de la transformation inverse 16. Cette transformation 112 délivre les données 113 suivantes:

45

$$X_k = H_k \cdot C_k = \sum_{n=0}^{N-1} (-1)^n x(nT) \cdot e^{-2i\pi \frac{nk}{N}} \quad \text{sur l'ensemble } [(-1)^n x(nT)]_{n=0 \text{ à } N-1}$$

50

Ces données 113 sont ensuite corrigées (114) (suppression du terme H_k) par démodulation cohérente ou différentielle. Dans le cas d'une démodulation différentielle 114, et si l'on introduit un indice temporel j sur chaque porteuse, $C_{j,k}$ est le produit d'un codage différentiel des données :

$$C_{j,k} = C_{j-1,k} \cdot D_{j,k}$$

55

où $D_{j,k}$ sont les données brutes. La démodulation consiste à utiliser au rang j un estimateur simplifié du canal déduit du rang $j-1$:

$$H_{j,k} = H_{j-1,k}$$

On obtient donc les éléments de données estimées :

$$X_{j-k} = (C_{j,k} \cdot C^*_{j-1,k}) \cdot (H_{j,k} \cdot H^*_{j-1,k}) = D_{j,k} \cdot |H_{j,k}|^2$$

Ces éléments de données 115 sont ensuite soumis à un module de désentrelacement 116, effectuant les opérations inverses du module 14, de façon à reconstituer l'ordre d'origine des symboles, qui sont ensuite dirigés dans un module de décodage 117, effectuant un décodage à maximum de vraisemblance a posteriori, tel qu'un décodage de Viterbi à décision douce. Dans ce module de décodage 117, le facteur multiplicatif $|H^*_{j,k}|$ de l'équation précédente est directement représentatif de la confiance associée à la décision.

En effet, dans la pratique, il apparaît toujours du bruit lors de la transmission des signaux. Le signal reçu doit donc alors s'écrire :

$$X_{j,k} = H_{j,k} \cdot C_{j,k} + N_{j,k}$$

où $N_{j,k}$ est un bruit gaussien complexe dont chaque composante possède une variance $\sigma_{j,k}^2$.

Le décodage selon le critère de maximum de vraisemblance a posteriori consiste alors à minimiser l'expression :

$$\Sigma_j \Sigma_k \|X_{j,k} - H_{j,k} \cdot C_{j,k}\|^2 / (2\sigma_{j,k}^2)$$

Le module de décodage fournit ainsi, après un éventuel décodage du code concaténé, si un tel code a été mis en oeuvre à l'émission, le signal 118 correspondant au signal source 11.

Dans un signal COFDM, les symboles transmis sont avantageusement organisés en trames de symboles. La figure 2 présente, à titre d'exemple, une telle structure. Plus précisément, la figure 2 illustre une trame constituée de M symboles successifs.

Chaque trame débute avantageusement par deux symboles particuliers S1 et S2 dont le rôle est précisé par la suite. Elle comprend ensuite un certain nombre de symboles utiles S3 à SM, comprenant chacun N porteuses orthogonales modulées 21.

Le symbole S1 est un symbole nul, permettant d'une part d'effectuer une synchronisation analogique, et d'autre part d'effectuer l'analyse spectrale du canal de diffusion. Le symbole S2 est un second symbole de synchronisation constitué par un multiplex non modulé de toutes les fréquences porteuses, à enveloppe sensiblement constante. Il permet de recaler plus précisément la synchronisation par analyse de la réponse impulsionale du canal. Le rôle et le mode de réalisation de ces symboles S1 et S2 sont décrits dans le brevet FR 88 15216, déposé le 18.11.88, au nom des mêmes déposants.

Bien sûr, ces symboles de synchronisation ne sont pas obligatoires vis-à-vis de l'invention.

Le symbole S2 peut également être utilisé comme référence de phase pour la démodulation de chaque porteuse du symbole suivant, lorsque celles-ci sont modulées différenciellement.

Le cas échéant, la trame peut également être découpée en canaux (Ci, Cj) regroupant par exemple un nombre variable de symboles.

Enfin, chaque symbole débute par un intervalle de garde 22, pendant lequel aucun décodage n'est effectué. Il permet de supprimer les pertes d'orthogonalité dues aux interférences intersymboles.

Ainsi qu'on l'a déjà mentionné, l'invention a pour objectif de permettre la démodulation d'un signal numérique à multiplex de fréquences, tel qu'un signal OFDM ou COFDM, par un démodulateur prévu pour la démodulation d'un signal analogique modulé en MABLR, à la place du démodulateur 110 en phase et en quadrature décrit précédemment.

Un domaine privilégié d'application de l'invention est celui de la diffusion de signaux de télévision numérique, en particulier sur réseau de câbles. La figure 3 illustre un exemple d'une telle application.

Un réseau de câbles comprend classiquement au moins un câble 31 de distribution, qui peut être de tout type connu (coaxial, paire torsadée, fibre optique, etc...). La structure du réseau peut être quelconque : arborescente, en étoile ...

Une pluralité de décodeurs 32₁ à 32₄ sont connectés sur ce câble 31, et peuvent donc recevoir le signal composite 33 émis par le dispositif d'émission 34, encore appelé tête de réseau. Le signal composite 33 comprend en général plusieurs signaux 36₁, 36₂ multiplexés en fréquence. Chaque signal 36₁, 36₂ correspond par exemple à un programme de télévision. La tête de réseau 34 construit le signal composite 33 à partir de signaux d'origine 37₁, 37₂, transmis par exemple par satellite 38₁, 38₂.

Dans les systèmes connus de ce type, les signaux transmis dans chaque bande de fréquences 36₁, 36₂ sont des signaux analogiques, par exemple aux standards PAL, SECAM et/ou D2-MAC. Ces signaux sont modulés en modulation d'amplitude à bande latérale réduite. La largeur de chaque bande 36₁, 36₂ est généralement de 8 ou 12 MHz.

Le décodeur 32₃ comprend un démodulateur 39, permettant la démodulation d'un des signaux 36₁, 36₂ sélectionné (312) par l'utilisateur, puis des moyens 310 de restitution de l'image au format analogique d'origine sur un écran 311. Il peut bien sûr comprendre de plus des moyens classiques de contrôle d'accès, de décodage, de débit d'un compte...

Un des objectifs de l'invention est de permettre la diffusion simultanée sur le câble 31 de signaux de té-

l'émission analogiques et numériques, de façon à permettre une introduction progressive des techniques numériques. Ainsi, par exemple, le signal 36₁ peut être un signal analogique D2-MAC, et le signal 36₂ un signal numérique COFDM. La largeur de bande du signal numérique 36₂ est égale à celle des signaux analogiques 36₁.

Ainsi, un décodeur 32₁, équipé uniquement de moyens de réception analogiques peut continuer à recevoir le signal D2-MAC 36₁. Le décodeur 32₄, uniquement numérique, peut décoder le signal COFDM 36₂. Enfin, le décodeur 32₃, qui est équipé de deux types de moyens de décodage analogique 310 et numérique 313 peut recevoir les deux types de signaux. Il s'agit donc d'un récepteur permettant une transition douce entre les techniques analogiques et numériques.

De façon à limiter les coûts d'adaptation d'un tel décodeur 32₃, un objectif de l'invention est de réduire le plus possible les éléments à rajouter pour permettre la réception numérique. Plus précisément, l'invention permet la démodulation du signal 36₂ à l'aide du démodulateur 39 prévu à l'origine pour la réception du signal 36₁ modulé en MABLR (malgré le bruit de phase des tuners existants, qui ne permet pas, en l'absence de l'invention, la démodulation cohérente de signaux COFDM associés à des modulations d'amplitude et de phase à grand nombre d'états). Ainsi, il n'est pas nécessaire de disposer d'un démodulateur spécifique démodulant en phase et en quadrature : il est en particulier possible d'utiliser les tuners et démodulateurs développés pour la réception du système D2-MAC/Paquets.

Pour que cela soit possible, le signal numérique 36₂ selon l'invention n'est pas un simple signal COFDM tel que généralement décrit. Au contraire, il est adapté dans la tête de réseau 34, par le module d'adaptation 314, de façon à être recevable par le démodulateur MABLR 39. Ce signal adapté est ensuite multiplexé (315) en fréquence avec d'autres signaux 37₂ pour former le signal composite 33.

Il est à noter que cette adaptation 314 ne doit pas modifier le signal COFDM dans son intégrité, de façon qu'il puisse être reçu par le décodeur numérique 32₄, qui peut par exemple comprendre un filtre 316 permettant d'extraire le signal COFDM (ainsi que cela sera précisé par la suite), puis, éventuellement, des moyens de réémission 317 permettant de transmettre (318) le signal à un récepteur autonome 319, selon la technique décrite dans la demande de brevet FR-92 13511 (non publiée).

La figure 4 présente donc le spectre du signal de l'invention, dans le domaine des fréquences. Il est constitué des signaux suivants :

- une fréquence pilote f_p 41 ;
- une bande de fréquences 42 de largeur P/NT dans laquelle aucun signal n'est transmis, où P est un entier et NT est la durée utile d'un symbole de modulation COFDM (NT=t_s) ;
- l'ensemble 43 des porteuses COFDM, modulées par les signaux source a_k et b_k de la bande de fréquence occupée par les porteuses modulées s'étend de f_p+P/NT à f_p+Q/NT , où Q est un entier.

Les valeurs P et Q respectent bien sûr les conditions suivantes :

$$1 < P < Q \leq N$$

La fréquence pilote f_p peut être soit non modulée soit modulée en amplitude à faible indice par un signal de référence C(t) qui est décrit dans la suite.

Pour un symbole COFDM donné, et avec les notations utilisées précédemment, le signal COFDM peut donc s'écrire :

pour $-\Delta < t < NT$:

$$s(t) = \sum_{k=P}^Q \operatorname{Re} (c_k \cdot e^{2\pi f_k t})$$

soit :

$$s(t) = \sum_{k=P}^Q (a_k \cos 2\pi f_k t - b_k \sin 2\pi f_k t)$$

avec $f_k = f_p + k/NT$
ailleurs : $s(t)=0$

Le signal transmis S(t) est donc :

$$S(t) = \sum_{p=-\infty}^{P=\infty} s(t-pT_s) + C(t) \cos 2\pi f_p t$$

5

Les données a_k , b_k , et c étant alors dépendantes de l'indice p .

Dans cette dernière équation, clairement :

- le premier terme correspond au signal COFDM classique ;
- le second terme est dû à la fréquence pilote f_p . Bien sûr, si cette fréquence n'est pas modulée par un signal de référence, $C(t)$ vaut 1 en permanence.

10

La fréquence pilote f_p 41 permet d'assurer la démodulation cohérente ou quasi-synchrone du signal COFDM par un tuner et un démodulateur MA/BLR classiques, ainsi que cela est décrit par la suite en liaison avec les figures 6 et 7. En effet, l'ajout de la fréquence pilote 41 permet de définir, vu du récepteur, un signal à bande latérale réduite.

15

L'introduction d'une bande de fréquences 42 non utilisée autour de f_p permet d'assurer le fonctionnement correct des circuits de récupération de porteuse f_p . Plus précisément, elle permet de récupérer l'instabilité de fréquence. Par exemple, la bande de fréquence 42 peut avoir une largeur de bande de l'ordre de 100 kHz, le peigne de porteuses 43 occupant alors environ 7,9 MHz, dans le cas de canaux de 8MHz. Dans ce cas, si N vaut 1024, P sera choisi entre 10 et 15, et Q entre 1009 et 1014.

20

Préférentiellement, la fréquence pilote f_p est égale à la fréquence intermédiaire normalisée en télévision, à savoir 38,9 MHz.

Il est à noter que le signal COFDM 43 conserve son intégrité, et notamment les moyens nécessaires pour assurer la démodulation et la synchronisation par un récepteur adapté à la réception hertzienne. C'est en particulier le cas des fréquences porteuses de référence, décrites notamment dans la demande de brevet française FR-90 01491.

25

Ainsi, le récepteur 324 de la figure 3 n'utilise pas la fréquence pilote f_p 41. Il comprend donc un filtre 316 qui extrait le signal COFDM 43 seul.

30

En revanche, les démodulateurs MABL ne peuvent pas utiliser les données de synchronisation incluses dans le signal COFDM 43. Il est donc avantageux que la fréquence pilote 41 soit modulée par un signal de référence $C(t)$ transmettant des informations de synchronisation, et en particulier la fréquence symbole et/ou la fréquence trame.

Pour que la fréquence pilote 41 joue en permanence son rôle principal de contrôle de l'oscillateur du démodulateur, elle doit bien sûr être modulée en amplitude à faible indice, sans inversion de phase.

35

La figure 5 est un exemple de signal de référence $C(t)$. Il s'agit d'un signal carré de période $2T_s$ permettant au récepteur de retrouver très simplement la fréquence symbole $1/T_s$. Ce signal carré peut prendre deux valeurs distinctes constantes C_1 et C_2 . Le signal $C(t)$ peut donc être défini par les relations suivantes:

$$\begin{aligned} \text{pour } (p-1)T_s < t < pT_s: \quad C_{p-1} = C_1 \\ \text{pour } pT_s < t < (p+1)T_s: \quad C_p = C_2 \end{aligned}$$

40

Le signal modulant est ainsi un signal carré de période $2T_s$ qui permet au récepteur de retrouver très simplement la fréquence symbole $1/T_s$.

La synchronisation de trame consiste à insérer au début de chaque trame de modulation un motif 51 qui rompt la périodicité du symbole $C(t)$ et qui puisse être reconnu par un dispositif simple de récupération de la fréquence trame.

45

Un premier exemple de génération de ce motif de synchronisation de trame est illustré en figure 5 : on affecte au symbole de début de trame une amplitude particulière C_0 (par exemple $C_0=0$) qui peut être facilement reconnue par un dispositif à seuil.

Une autre méthode peut être d'insérer au début de chaque trame une suite de symboles C_p identiques pendant plusieurs périodes T_s .

50

Le signal selon l'invention est construit par la tête du réseau 34, à partir du signal 371. Le module d'adaptation 314 réalise notamment l'ajout de la fréquence pilote.

La figure 6 est un schéma synoptique d'un récepteur MA-BLR de type "quasi-synchrone", connu en soi, et par exemple utilisé pour la réception de signaux D2-MAC/paquets. Il est constitué des éléments suivants :

55

- un tuner 61 qui assure la transposition du signal de l'un des canaux du plan de fréquence à la fréquence intermédiaire f_p (par exemple : $f_p = 38,9$ MHz);
- un filtre 62 à fréquence intermédiaire qui assure la réjection des canaux adjacents et du bruit hors bande. Ce filtre est dissymétrique par rapport à la fréquence f_p . La figure 8 illustre la bande passante de ce filtre dans le cas d'un canal de largeur de bande 8 MHz. Cette bande passante est donc comprise entre $f_p-7,25$ MHz et $f_p+0,75$ MHz ;

- un circuit 63 de récupération de porteuse qui est constitué par un filtre 64 à bande étroite centré sur la fréquence f_p suivi d'un circuit 65 limiteur d'amplitude (écrêteur) qui a pour but de supprimer la modulation d'amplitude de la porteuse de fréquence f_p ;
- un circuit 66 de démodulation qui consiste à faire le produit du signal démodulé $Z(t)$ en sortie du filtre F.I. 62 par la porteuse récupérée $y_0(t)$;
- un filtre passe-bas 67 qui élimine les composantes fréquentielles autour de $2f_p$.

Dans le cas de la réception d'un signal COFDM tel que décrit précédemment, le signal reçu en fréquence intermédiaire à la sortie du filtre F.I. 62 peut s'écrire sous la forme suivante (pendant la durée d'un symbole T_s):

10

$$Z(t) = p_0(\cos(2\pi f_p t + \varphi_0 + \Psi(t)) + \sum_{k=P}^Q p_k a_k \cos(2\pi(f_k)t + \varphi_k + \Psi(t)) - b_k \sin(2\pi(f_k)t + \varphi_k + \Psi(t)))$$

15

p_k et φ_k représentent le module et la phase de la fonction de transfert du canal de transmission avec :

$$p_k = p(f_k)$$

$$\varphi_k = \varphi(f_k)$$

$\psi(t)$ représente le bruit de phase des oscillateurs de transposition de fréquence intermédiaire en radiofréquence puis de radiofréquence en fréquence intermédiaire utilisés dans la transmission. C'est le bruit de phase qui est, dans l'invention, incompatible avec la démodulation d'un signal COFDM.

Le signal $y_0(t)$ obtenu en sortie du circuit de récupération de porteuse 63 (après filtrage de la bande étroite autour de f_p et écrêteage) peut s'écrire sous la forme:

$$y_0(t) = 2B \cos[2\pi f_p t + \varphi_0 + \psi(t)]$$

Alors, le signal $V(t)$ obtenu en sortie de démodulateur 66 après filtrage passe-bas 67) peut s'écrire :

30

$$V(t) = B p_0 C + B \sum_{k=P}^Q p_k a_k \cos(2\pi \frac{k}{NT} t + \varphi_k - \varphi_0) - (b_k \sin(2\pi \frac{k}{NT} t + \varphi_k - \varphi_0))$$

On constate donc que la contribution du bruit de phase $\psi(t)$ des oscillateurs de transposition est éliminée par l'opération de démodulation 66.

Il est à noter que la largeur de bande du signal $V(t)$ obtenu après démodulation s'étend de 0 à Q/NT .

La figure 7 illustre un autre mode de réalisation d'un récepteur, qui délivre un signal $V(t)$ identique. Il s'agit d'un démodulateur MABLR de type synchrone, dans lequel les tuner 71, filtre en fréquence intermédiaire 72, multiplicateur 73 et filtre passe-bas 74 sont identiques respectivement aux modules 61, 62, 66 et 67 de la figure 7, déjà décrits.

En revanche, la récupération de porteuse est réalisée à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase 75 comprenant classiquement un comparateur de phase 76, un filtre de boucle 77 et un oscillateur commandé en tension 78. Le signal délivré par l'oscillateur 78 contrôle le multiplicateur 73, après avoir été déphasé 79 de $\pi/2$.

Classiquement, un signal COFDM reçu et démodulé peut s'écrire :

$$y(t) = \text{Re}\{Y(t)e^{j\pi f_c t}\}$$

où f_c est la fréquence centrale du signal: $f_c = f_0 + N/2T_s$,
soit encore, $Y(t)$ correspondant à la démodulation sur deux voies en quadrature de $y(t)$:

$$y(t) = I(t) \cos 2\pi f_c t - Q(t) \sin 2\pi f_c t$$

On peut vérifier que le signal $V(t)$ délivré par les démodulateurs des figures 6 et 7 est bien de la même forme. En effet, on a :

50

$$V(t) = \sum_{k=P}^Q p_k a_k \cos(2\pi \frac{k}{NT} t + \varphi_k - \varphi_0) - b_k \sin(2\pi \frac{k}{NT} t + \varphi_k - \varphi_0)$$

55

soit :

$$V(t) = \sum_{k=P}^Q \operatorname{Re}(H_k c_k e^{2i\pi \frac{k}{NT} t})$$

5

où:

$$\begin{aligned} H_k &= \rho_k e^{i(\varphi_k - \varphi_0)} \\ c_k &= a_k + j b_k \end{aligned}$$

On pose : $U(t) = H_k c_k e^{2i\pi k/NT t}$

10

alors :

15

$$\begin{aligned} U(t) &= \rho_k (a_k + j b_k) e^{i(2\pi k/NT + \varphi_k - \varphi_0)} \\ &= (\rho_k a_k + j \rho_k b_k) (\cos \Psi + j \sin \Psi) \\ &= \rho_k a_k \cos \Psi - \rho_k b_k \sin \Psi + j(\rho_k b_k \cos \Psi - \rho_k a_k \sin \Psi) \end{aligned}$$

avec : $\Psi = 2\pi k/NT + \varphi_k - \varphi_0$

20

On a : $f_c = 1/2T$

donc:

25

$$V(t) = \operatorname{Re}\left(e^{2i\pi f_c t} \sum_{k=P}^Q H_k c_k e^{2i\pi(k-N/2)\Psi/NT}\right)$$

soit :

$$V(t) = \operatorname{Re}\{Y(t) \cdot e^{2i\pi f_c t}\}$$

30

avec :

$$Y(t) = \sum_{k=P}^Q H_k c_k e^{2i\pi(k-N/2)\Psi/NT}$$

35

donc :

$$V(t) = \operatorname{Re}\{Y(t)\} \cos 2\pi f_c t - \operatorname{Im}\{Y(t)\} \sin 2\pi f_c t$$

soit:

$$V(t) = I(t) \cos 2\pi f_c t - Q(t) \sin 2\pi f_c t$$

40

avec:

$$I(t) = \operatorname{Re}\{Y(t)\}$$

$$Q(t) = \operatorname{Im}\{Y(t)\}$$

45

Le signal de l'invention $x(t) = I(t) \cos 2\pi f_c t - Q(t) \sin 2\pi f_c t$ peut être synthétisé en numérique à l'émission, à partir des échantillons $I(nT)$ et $Q(nT)$ ($1/T$ étant supérieur ou égal au double de la fréquence maximale de I et Q), et avec $f_c = 1/2T$.

On a donc :

$$x(t) = I(t) \cos \pi t / T - Q(t) \sin \pi t / T$$

 $x(t)$ est déterminé complètement par les valeurs des $x(nT/2)$:

50

$$x(nT/2) = I(nT/2) \cos n\pi/2 - Q(nT/2) \sin n\pi/2.$$

Le tableau I suivant montre les valeurs que prend $x(t)$, tous les $T/2$:

55

TABLEAU I

n	0	1	2	3	4	5	6
5	$\cos n\pi/2$	+1	0	-1	0	+1	0
	$-\sin n\pi/2$	0	-1	0	+1	0	-1
10		I(0)		I(T)		I(2T)	
			Q(T/2)		Q(T+T/2)		Q(2T+T/2)
	x(nT/2)	I(0)	-Q(T/2)	-I(T)	Q(T+T/2)	I(2T)	-Q(2T+T/2)
							-I(3T)

La figure 9 est un schéma synoptique d'un dispositif réalisant une telle synthèse de $x(t)$.

Les valeurs $I(nT)$ délivrées par la FFT^{-1} (voir figure 1) sont soumises à un multiplicateur 91 qui effectue une multiplication par $(-1)^n$. Les valeurs $Q(nt)$ sont transmises à un module 92 de synthèse des valeurs $Q(nT + T/2)$. Ces dernières sont ensuite multipliées (93) par $(-1)^{n+1}$.

Après les multiplications 91 et 93, les données $(-1)^n \cdot I(nT)$ et $(-1)^{n+1} \cdot Q(nT + T/2)$ sont multiplexées (94), de façon à créer le signal $x(n \cdot T/2)$ 95. Préalablement, les données $I(nT)$ sont retardées (96) d'un même retard que celui introduit par le module de synthèse 92.

Le signal 95 est ensuite converti en un signal analogique, à l'aide d'un convertisseur numérique/analogique 97, puis filtré à l'aide d'un filtre passe-bas 98 de fréquence de coupure $1/T$.

Avantageusement, ce filtre inclut une préaccentuation 99 (correction de maintien). Dans le cas d'un signal OFDM, pour éviter que le filtre passe-bas 98 inclut la correction de maintien, on peut préaccentuer dans le domaine fréquentiel (avant FFT^{-1}) les amplitudes des symboles complexes modulant les porteuses hautes selon la loi en $x/\sin x$ du filtre.

Le module de synthèse 92 des échantillons $Q(nT + T/2)$ à partir des $Q(nT)$ peut être constitué d'un filtre interpolateur d'ordre 2, suivi d'un décimateur d'ordre 2, qui supprime les éléments $Q(nT)$ entrants. En pratique, on peut le réaliser avec un seul filtre numérique à fréquence $1/T$, tel qu'illustré en figure 10: le filtre 101 délivre les éléments $Q(nT + T/2)$ 102, et supprime les éléments $Q(nT)$ 103.

Idéalement, ce filtre est rectangulaire de période $2/T$ et cyclique. Il a donc pour réponse impulsionnelle les échantillons illustrés en figure 11.

La suite des coefficients du filtre est donc :

$$\begin{array}{cccccccccc} a_{-5} & 0 & a_{-3} & 0 & a_{-1} & 1 & a_1 & 0 & a_3 & 0 & a_5 \end{array}$$

Ce filtre, soumis à l'entrée 0, $Q(T)$, 0, $Q(2T)$, 0, $Q(3T)$, 0, $Q(4T)$, 0, ... donne une fois sur deux en sortie les échantillons $Q(nT)$, et l'autre fois les $Q(nT + T/2)$. Comme on ne veut connaître que les $Q(nT + T/2)$, on peut les obtenir simplement à partir d'un filtre fonctionnant à la fréquence $1/T$, de coefficients ... $a_{-5} a_{-3} a_{-1} a_1 a_3 a_5$..., excité par les $Q(nT)$. En pratique, on choisira un filtre optimisé vis-à-vis de l'échantillonnage brutal du $\sin x/x$.

Ce filtre a un temps de propagation de groupe (TPG) non nul. Sa réponse impulsionnelle $h(t)$ peut s'écrire :

$$h(t) = \left(\sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i [\delta(t - T/2 - iT) + \delta(t + T/2 + iT)] \right) * \delta(t - T/2 - (N-1)T)$$

45

(filtre à $2N$ coefficients)

soit:

$$H(v) = A(v) \cdot e^{-2j\pi v(T/2 + (N-1)T)}$$

50

où $A(v)$ est la transformée de Fourier du premier terme (réelle).

Le TPG vaut $T/2 + (N-1)T$.

Cela correspond à un retard de traitement de la branche "Q". On veillera à retarder la branche "I" du même retard 96.

Dans un autre mode de réalisation, le signal selon l'invention peut être réalisé selon le procédé illustré en figure 12. Une première étape 121 consiste à construire, classiquement, un signal COFDM 122. Ensuite, une fréquence pilote f_p est adjointe (123) au signal 122, de façon à obtenir le signal $x(t)$ illustré en figure 4.

Dans tous les cas, il est nécessaire de reconstruire, à la réception les échantillons $I(nT)$ et $Q(nT)$ à partir

d'un signal :

$$x(t) = I(t)\cos(2\pi f_c t) - Q(t)\sin(2\pi f_c t)$$

avec $f_c = 1/2T$.

Le signal $x(t)$ est obtenu bien sûr par filtrage passe-haut 133 du signal $v(t)$ délivré par les démodulateurs des figures 6 et 7. Il correspond au signal COFDM proprement dit 43 du signal de la figure 4.

La reconstruction des valeurs $I(nT)$ et $Q(nT)$ se fait de façon symétrique à la synthèse du signal $x(t)$, ainsi que cela est illustré en figure 13.

On échantillonne (131) donc $x(t)$ au rythme $2/T$, pour obtenir la séquence $\{x(nT/2)\}_n$ comprenant: $I(0)$

$-Q(T/2)$ $-I(T)$ $Q(T+T/2)$ etc...

Un démultiplexeur 132 délivre alternativement des données 133_I et 133_Q qui sont respectivement multipliées par $(-1)^n$ 134 et $(-1)^{n+1}$ 135 pour fournir les valeurs $I(nT)$ et $Q(nT+T/2)$. Un module 136 de synthèse des $Q(nT)$ effectue une interpolation d'ordre 2 pour fournir en entrée de la FFT 137 de modulation les valeurs $Q(nT)$. Les valeurs $I(nT)$ alimentent également la FFT 137 après avoir été retardées d'un retard TPG 138 égal à celui introduit par le module de synthèse 136.

Il est à noter qu'a priori, la phase de la porteuse n'est pas connue. $x(t)$ peut généralement être de la forme :

$$x(t) = I(t) \cos(2\pi f_c t + \phi) - Q(t) \sin(2\pi f_c t + \phi)$$

Alors

$$\begin{aligned} x(t) &= \operatorname{Re}\{(I(t) + iQ(t))e^{j2\pi f_c t + \phi}\} \\ &= \operatorname{Re}\{(I(t) + iQ(t))e^{j\phi} \cdot e^{j2\pi f_c t}\} \\ &= \operatorname{Re}\{[(I(t)\cos\phi - Q(t)\sin\phi) + j(I(t)\sin\phi + Q(t)\cos\phi)]e^{j2\pi f_c t}\} \end{aligned}$$

On obtient donc en entrée de la FFT 137, les couples d'échantillons :

$$(I(nT)\cos\phi - Q(nT)\sin\phi), (I(nT)\sin\phi + Q(nT)\cos\phi).$$

Le traitement numérique qui sera effectué après FFT, consistant à démoduler chaque porteuse du signal COFDM, s'affranchira classiquement de cette rotation de phase.

Si la fréquence pilote f_p est modulée par un signal de référence $c(t)$, le récepteur comprend une seconde branche de génération de base de temps. Elle comprend un filtre passe-bas 139, de fréquence de coupure inférieure à P/NT , qui isole la fréquence pilote f_p . Ensuite, un module de base de temps 1310 génère un ou plusieurs signaux, et par exemple :

- un signal d'horloge à la fréquence $1/T$ 1311 ;
- un signal d'horloge à la fréquence $2/T$ 1312;
- une synchronisation de trame 1313.

Le signal d'horloge 1312 à $2/T$ est nécessaire pour recréer I et Q (fréquence du convertisseur 131), les échantillons pairs donnant la partie réelle de la FFT, et les échantillons impairs la partie imaginaire, décalée de $T/2$.

Les signaux 1311 (synchronisation symbole) et 1313 sont utilisés classiquement par les circuits de décodage CODFM suivant la FFT 137.

Revendications

45. 1. Un signal de données numériques apte à être reçu par au moins un récepteur (32, à 32₃) comprenant des moyens (39) de démodulation de signaux modulés en amplitude à bande latérale réduite, caractérisé en ce qu'il comprend :
 - une fréquence pilote f_p (41) ;
 - une bande de fréquence vierge f_p à $f_p + P.\Delta f$ (42) ne portant aucun signal utile ;
 - une pluralité de fréquences porteuses $f_p + P.\Delta f$ à $f_p + Q.\Delta f$ (43), chacune desdites fréquences porteuses étant modulée par des éléments de données distincts représentatifs d'un signal numérique source à transmettre,
- P étant un nombre entier strictement supérieur à 1,
Q étant un nombre entier strictement supérieur à P, et
 Δf étant l'écart de fréquence entre deux fréquences porteuses consécutives.
55. 2. Signal selon la revendication 1, caractérisé en ce que ledit signal numérique source est organisé sous la forme d'une succession de symboles (S1 à SM) d'une durée prédéterminée T_s comprenant chacun Q-P

éléments de données distincts, chacun desdits symboles étant constitué d'une part d'un intervalle de garde (22) de durée prédéterminée Δ et d'autre part d'une partie utile de durée prédéterminée NT durant laquelle chacun desdits Q-P éléments de données d'un symbole module une desdites fréquences porteuses (21).

- 5 3. Signal selon la revendication 2, caractérisé en ce que ladite pluralité de fréquences porteuses est constituée de fréquences orthogonales, Δf étant égal à $1/NT$.
- 10 4. Signal selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que ladite fréquence pilote f_p (41) est modulée en amplitude à faible indice par un signal de référence (fig. 5).
- 15 5. Signal selon les revendications 2 et 4, caractérisé en ce que ledit signal de référence (41) porte un signal (fig. 5) représentatif de la fréquence d'émission desdits symboles (S1 à SM).
- 15 6. Signal selon la revendication 5, caractérisé en ce que ledit signal de référence (fig. 5) comprend un signal périodique de période $2.T_s=2(NT+\Delta)$.
- 20 7. Signal selon la revendication 2 et l'une quelconque des revendications 4 à 6, caractérisé en ce que lesdits symboles (S1 à SM) sont regroupés en trames de symboles, chacune desdites trames comprenant au moins deux symboles, et en ce que ledit signal de référence (fig. 5) porte un signal (51) représentatif de la fréquence d'émission desdites trames.
- 25 8. Signal selon les revendications 6 et 7, caractérisé en ce que ledit signal de référence comprend au début de chacune desdites trames un motif prédéfini (51) rompant la périodicité dudit signal de référence.
- 25 9. Signal selon l'une quelconque des revendications 1 à 8, caractérisé en ce que ledit signal numérique source comprend au moins un signal appartenant au groupe comprenant :
- les signaux d'images ;
 - les signaux de sons ;
 - les signaux de données.
- 30 10. Signal selon l'une quelconque des revendications 1 à 9, caractérisé en ce que ladite bande de fréquence vierge (42) occupe une largeur de bande de l'ordre de 100 kHz, et en ce que ladite pluralité de fréquences porteuses (43) occupe une largeur de bande de l'ordre de 8 MHz.
- 35 11. Procédé de transmission d'un signal de données numériques, caractérisé en ce qu'il comprend les étapes suivantes :
- création d'éléments de données représentatifs d'un signal numérique source ;
 - création (12, 14 ; 121) de symboles (15), chaque symbole comprenant P-Q éléments de données, P étant un nombre entier strictement supérieur à 1 et Q étant un nombre entier strictement supérieur à P ;
 - modulation (16 ; 121) d'une pluralité de fréquences porteuses $f_p+P.\Delta f$ à $f_p+Q.\Delta f$ par lesdits symboles (15), de façon à former un premier signal (43), chacune desdites fréquences porteuses étant modulée par un élément de données distinct de chaque symbole, f_p étant une fréquence prédéterminée et Δf étant l'écart de fréquence entre deux fréquences porteuses consécutives ;
 - ajout audit premier signal (43 ; 123) d'une fréquence pilote f_p (41), de façon à former un signal à transmettre (fig. 4) ;
 - transmission dudit signal à transmettre (fig. 4).
- 45 12. Procédé selon la revendication 11, caractérisé en ce qu'il comprend de plus une étape de :
- modulation en amplitude à faible indice de ladite fréquence pilote f_p (41) par un signal de référence (fig. 5) portant notamment des informations de synchronisation pour la réception dudit premier signal.
- 50 13. Procédé selon l'une quelconque des revendications 11 et 12, caractérisé en ce que ladite étape de modulation (16) délivre deux séries de valeurs $I(nT)$ et $Q(nT)$ par une opération de transformation mathématique, à la fréquence d'échantillonnage $1/T$, et en ce qu'il comprend également les étapes suivantes :
- multiplication (91) des échantillons $I(nT)$ par $(-1)^n$, de façon à obtenir des valeurs $x(nT)$;
 - synthèse (92) de valeurs $Q(nT+T/2)$ à partir desdits échantillons $Q(nT)$;
 - multiplication (93) des valeurs $Q(nT+T/2)$ par $(-1)^{n+1}$, de façon à obtenir des valeurs $x(nT+T/2)$;

- application (96) auxdites valeurs $x(nT)$ d'un retard de compensation de durée égale à celle de ladite étape de synthèse (92) ;
 - multiplexage (94) desdites valeurs $x(nT)$ retardées et $x(nT+T/2)$, de façon à obtenir des valeurs $x(nT/2)$;
 - conversion numérique/analogique (97) desdites valeurs $x(nT/2)$.
- 5 14. Procédé selon la revendication 13, caractérisé en ce qu'il comprend, avant ladite étape de modulation, une étape de correction de maintien comprenant un filtrage passe-bas à la fréquence de coupure $1/T$ et avec préaccentuation des fréquences porteuses proches de $1/T$.
- 10 15. Procédé de réception et de décodage d'un signal de données numériques construit selon l'une quelconque des revendications 1 à 10 et/ou transmis selon le procédé de l'une quelconque des revendications 11 à 14, caractérisé en ce qu'il comprend les étapes suivantes :
- réception (61 ; 71) du signal de données numériques transmis ;
 - récupération (63; 75) de la fréquence pilote f_p ;
 - démodulation (66 ; 73) selon les techniques de démodulation appliquées aux signaux modulés en amplitude à bande latérale réduite du signal reçu, par multiplication dudit signal reçu par ladite fréquence pilote f_p récupérée ;
 - filtrage passe-bas (67 ; 74) éliminant notamment les composantes fréquentielles de l'ordre de $2.f_p$;
 - décodage (91 à 98; 112, 114, 116, 117) du signal démodulé.
- 15 16. Procédé selon la revendication 15, caractérisé en ce que ladite étape de récupération de la fréquence pilote f_p comprend une des étapes appartenant au groupe comprenant les étapes de :
- filtrage à bande étroite (64) centré sur la fréquence f_p du signal reçu puis écrêtage (65) au-dessus d'une amplitude maximum ;
 - récupération de ladite fréquence pilote à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase (75) alimentée par le signal reçu.
- 20 17. Procédé selon l'une quelconque des revendications 15 et 16, caractérisé en ce que ladite étape de décodage du signal démodulé comprend les étapes suivantes :
- récupération (133) de ladite pluralité de fréquences porteuses, par filtrage passe-haut dudit signal démodulé ;
 - conversion analogique/numérique (131) du signal formé de ladite pluralité de fréquences porteuses ;
 - démodulation (137) de chacune desdites fréquences porteuses, de façon à récupérer les éléments de données formant le signal numérique source.
- 25 18. Procédé selon la revendication 17, caractérisé en ce que ladite fréquence pilote f_p (41) est modulée en modulation d'amplitude par un signal de référence, et en ce qu'il comprend les étapes de :
- récupération (139) dudit signal de référence, par filtrage passe-bas dudit signal démodulé ;
 - génération (1310), à partir dudit signal de référence, d'au moins un des signaux appartenant au groupe comprenant :
 - un signal d'horloge à la fréquence $1/T$ (1311) ;
 - un signal d'horloge à la fréquence $2/T$ (1312) ;
 - un signal (1313) indiquant le début de chacune des trames dudit signal démodulé.
- 30 19. Procédé selon l'une quelconque des revendications 17 et 18, caractérisé en ce que ladite étape (131) de conversion analogique/numérique délivre, à la fréquence d'échantillonage $2/T$, des échantillons $x(n.T/2)$, et en ce que ladite étape de démodulation de chacune desdites fréquences porteuses comprend les étapes de :
- répartition alternative (132) desdits échantillons sur une première et une seconde voies, ladite première voie recevant les échantillons $x(nT)$ et ladite seconde voie recevant les échantillons $x(nT+T/2)$;
 - multiplication (134) des échantillons $x(nT)$ de ladite première voie par $(-1)^n$, de façon à obtenir des valeurs $I(nT)$;
 - multiplication (135) des échantillons $x(nT+T/2)$ de ladite seconde voie par $(-1)^{n+1}$, de façon à obtenir des valeurs $Q(nT+T/2)$;
 - synthèse (136) de valeurs $Q(nT)$, à partir desdites valeurs $Q(nT+T/2)$;
 - introduction sur ladite première voie d'un retard de compensation (138) de durée égale à celle de ladite étape de synthèse (136) ;
 - transformation de Fourier (137) desdites valeurs $I(nT)$ et $Q(nT)$, délivrant lesdits éléments de don-

nées représentatifs dudit signal numérique source.

20. Procédé selon l'une quelconque des revendications 13 et 19, caractérisé en ce que ladite étape de synthèse (136) comprend les étapes de (fig. 10) :
 - filtrage d'interpolation d'ordre 2 desdites valeurs $Q(nT+T/2)$;
 - décimation d'ordre 2.
21. Dispositif de réception et de décodage d'un signal de données numériques construit selon l'une quelconque des revendications 1 à 10 et/ou transmis selon le procédé de l'une quelconque des revendications 11 à 13, caractérisé en ce qu'il comprend des moyens de démodulation (39 ; fig. 7 et 9) de signaux modulés en amplitude à bande latérale réduite.
22. Dispositif selon la revendication 21, caractérisé en ce qu'il comprend des moyens de décodage mettant en oeuvre le procédé de l'une quelconque des revendications 14 à 20.
- 15 23. Utilisation d'un signal de données numériques selon l'une quelconque des revendications 1 à 10 pour la diffusion de signaux numériques sur un réseau câblé.

20

25

30

35

40

45

50

55

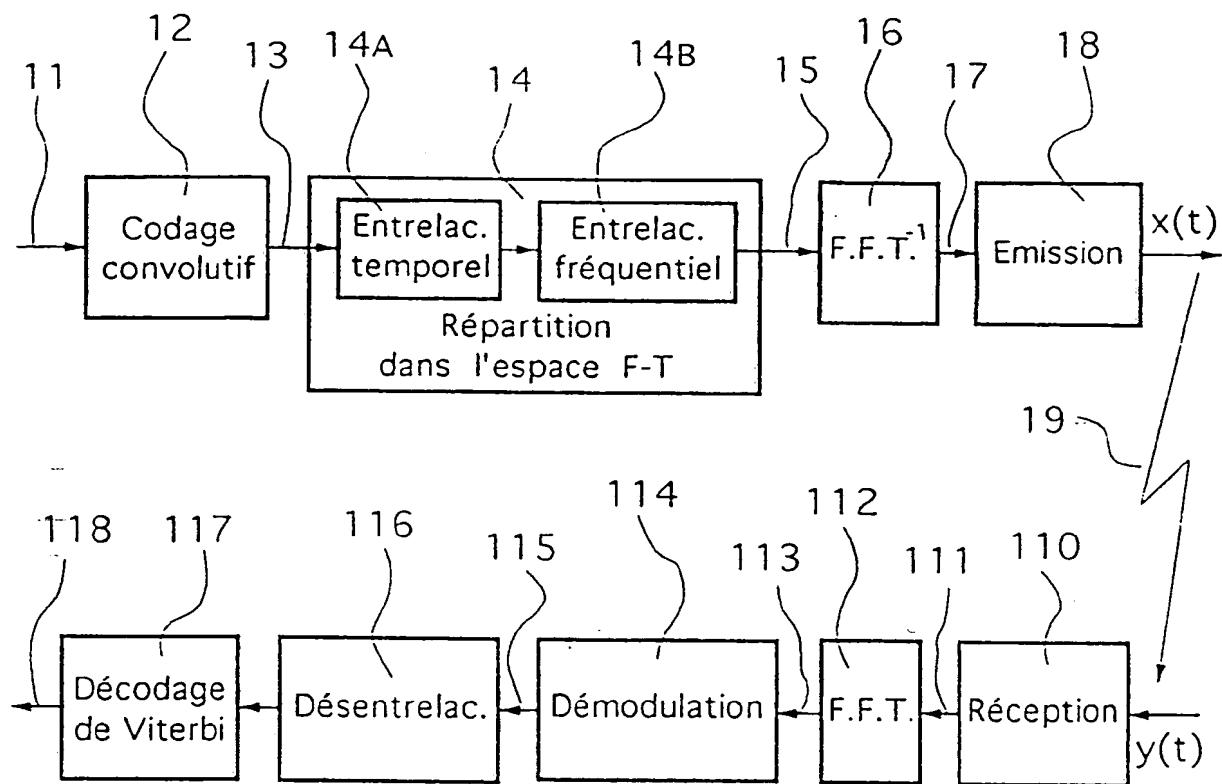


Fig. 1

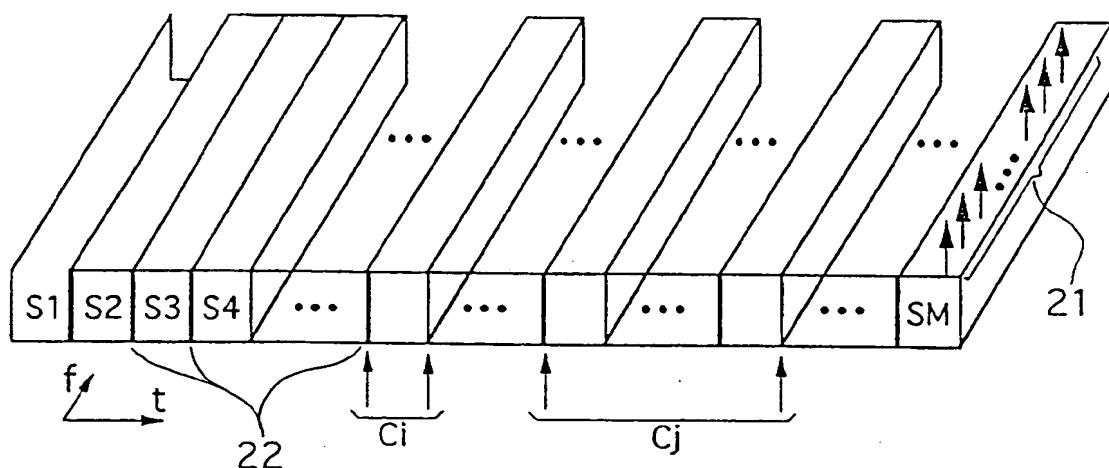


Fig. 2

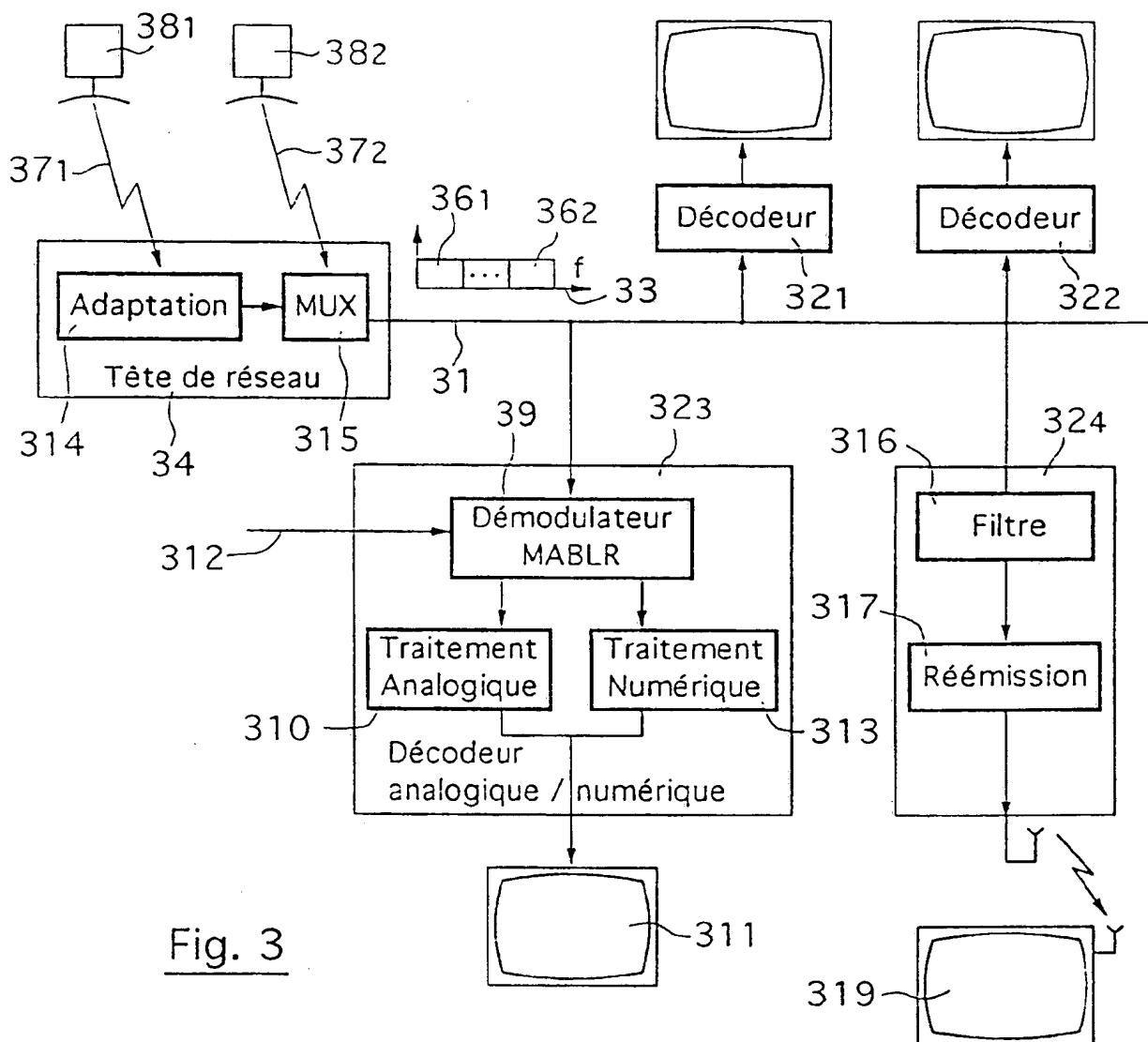


Fig. 3

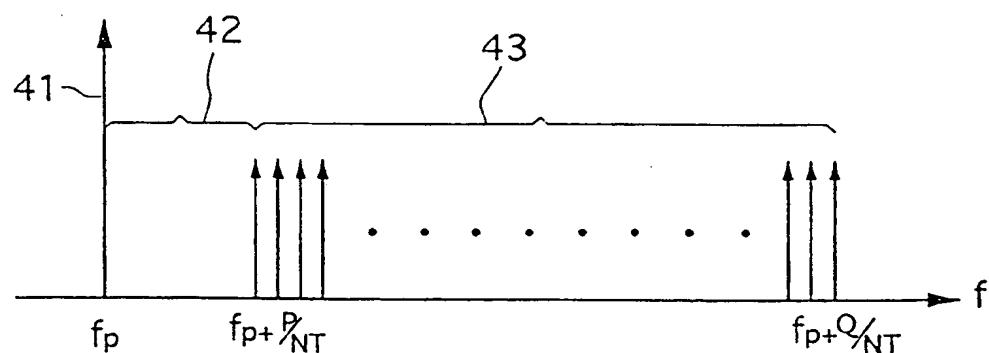


Fig. 4

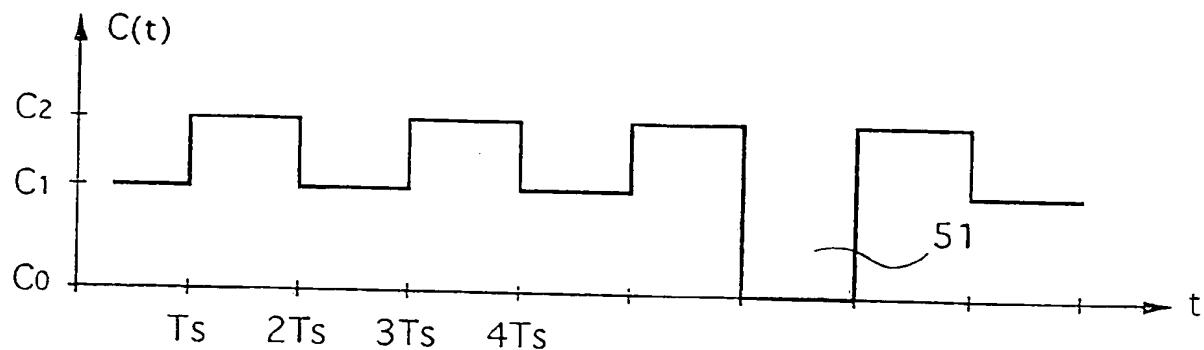


Fig. 5

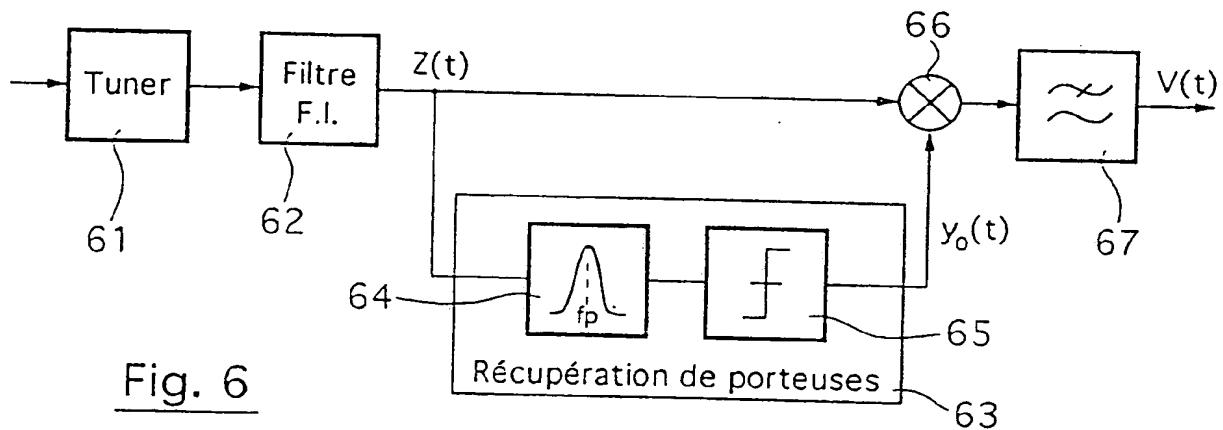


Fig. 6

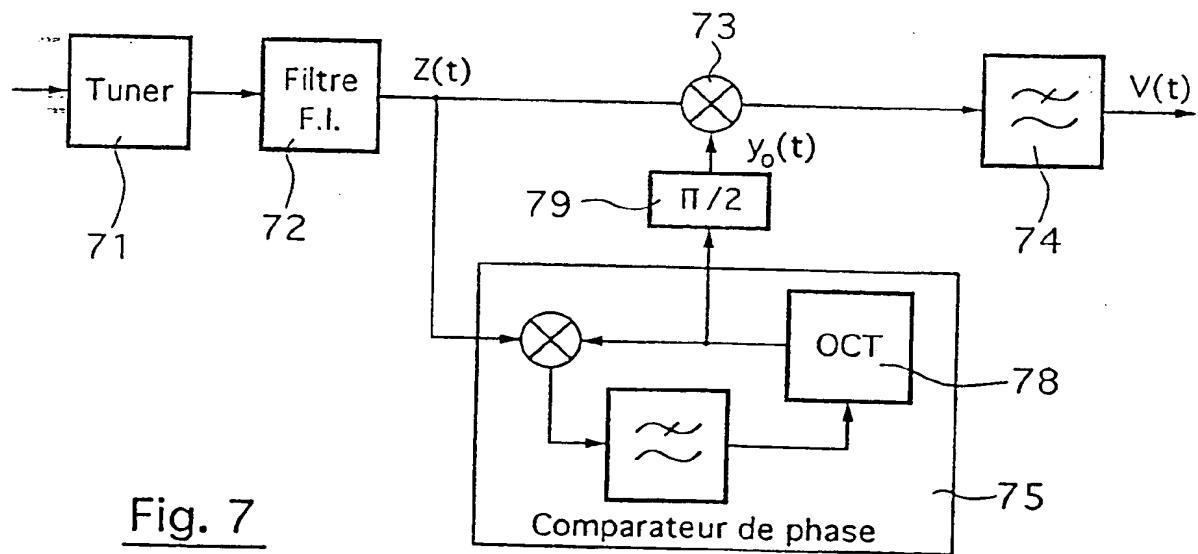


Fig. 7

Fig. 8

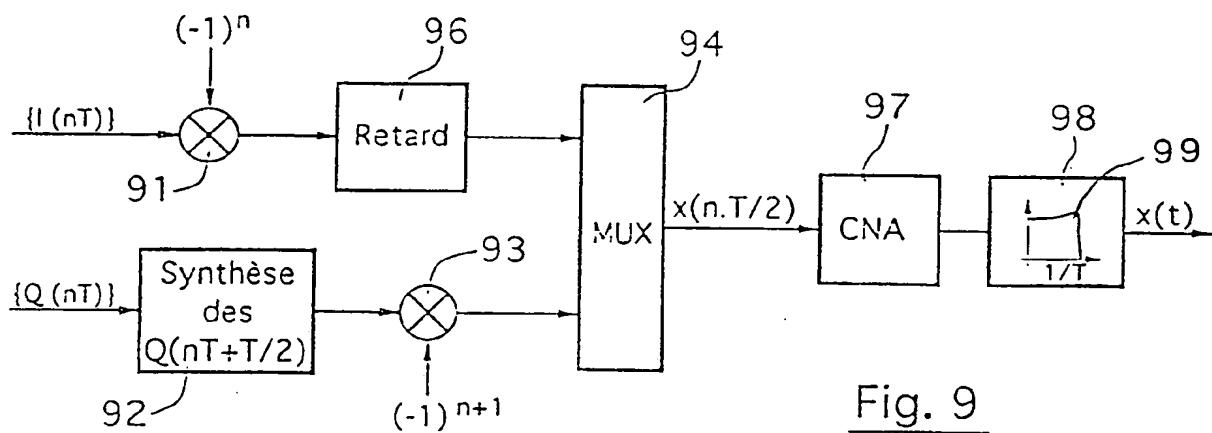
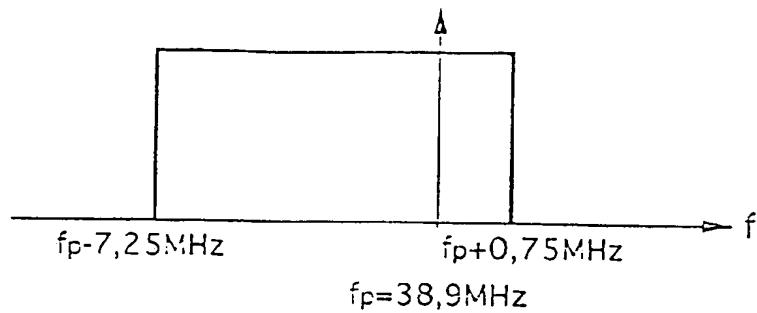


Fig. 9

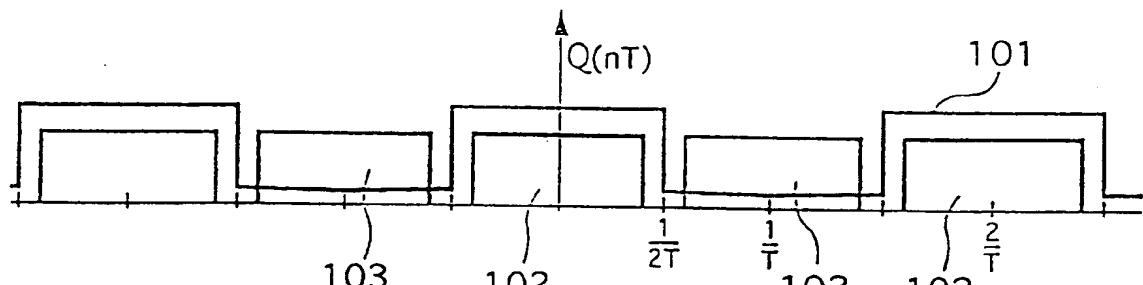
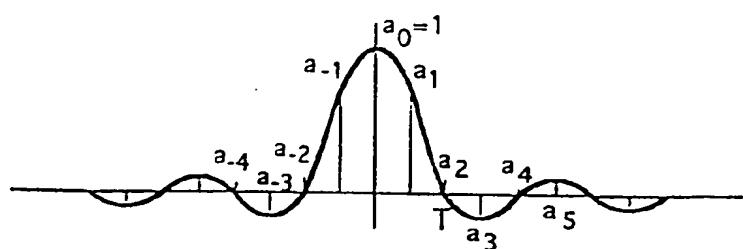
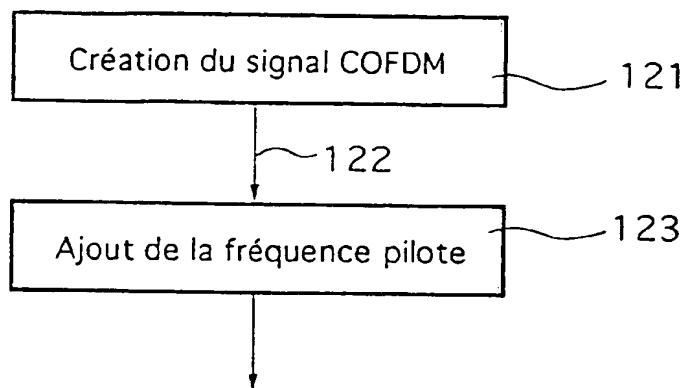
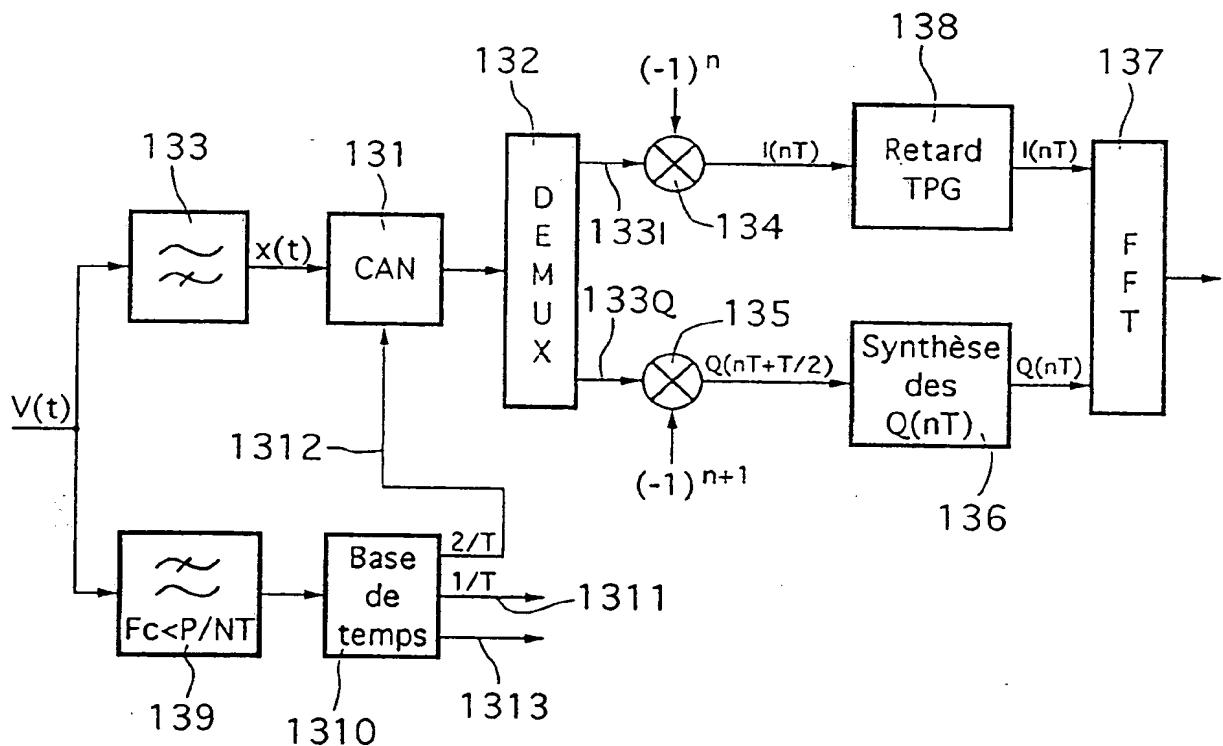


Fig. 10

Fig. 11



Fig. 12Fig. 13



Office européen
des brevets

RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE

N° de la demande
EP 94 46 0020

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendication concernée	CLASSEMENT DE LA DEMANDE (Int.CI.S)
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes		
A	DE-A-17 66 564 (ALLEN-BRADLEY CO.) * page 3, ligne 7 - ligne 14 * * page 4, alinéa 2 - page 5, alinéa 1 * * page 14, alinéa 1; figures 1-3 * ---	1,11	H04L5/06 H04L27/02
A	WO-A-91 15925 (NATIONAL TRANSCOMMUNICATIONS LTD.) * abrégé * * page 5, alinéa 2 -alinéa 3 * * page 6, ligne 26 - page 7, ligne 4 * * page 16, ligne 27 - page 17, ligne 1 * ---	1,9-11, 15,21,22	
A	DE-B-12 93 191 (TELEFUNKEN PATENTVERWERTUNGSGESELLSCHAFT) * colonne 1, ligne 48 - ligne 21; revendications * ---	5,6,11, 12,15, 16,18	
A	EUROPEAN TRANSACTIONS ON TELECOMMUNICATIONS AND RELATED TECHNOLOGIES, vol.3, no.3, Mai 1992, MILANO IT pages 255 - 264, XP304924 N. J. FLIEGE: 'Orthogonal Multiple Carrier Data Transmission.' * abrégé; figures 2,4,10,11 * * page 255, colonne de droite, ligne 3 - page 258, colonne de gauche, ligne 21 * ---	13,19,20	DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.CI.S) H04L
D,A	EBU REVIEW- TECHNICAL, no.224, Août 1987, BRUSSELS BE pages 168 - 190 M. ALARD / R. LASALLE: 'Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers.' * page 170, alinéa 2.3 - page 172, alinéa 2.4; figure 5 * ---	2,3,9 -/-	
Le présent rapport a été établi pour toutes les revendications			
Lieu de la recherche	Date d'achèvement de la recherche	Examinateur	
LA HAYE	26 Septembre 1994	Gries, T	
CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS			
X : particulièrement pertinent à lui seul	T : théorie ou principe à la base de l'invention		
Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie	E : document de brevet antérieur, mais publié à la date de dépôt ou après cette date		
O : arrière-plan technologique	I : cité dans la demande		
P : divulgation non-écrite	L : cité pour d'autres raisons		
	& : membre de la même famille, document correspondant		



Office européen
des brevets

RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE

N° de la demande
EP 94 46 0020

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS			CLASSEMENT DE LA DEMANDE (Int.CLS)						
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	Revendication concernée							
D,A	<p>EP-A-0 441 731 (ETAT FRANÇAIS / CNET / TELEDIFFUSION DE FRANCE)</p> <p>* abrégé *</p> <p>* page 3, ligne 42 - ligne 49 *</p> <p>* page 4, ligne 59 - page 5, ligne 1 *</p> <p>-----</p>	1, 4-9, 11, 12, 14, 15	DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.CLS)						
<p>Le présent rapport a été établi pour toutes les revendications</p> <table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 33%;">Lieu de la recherche</td> <td style="width: 33%;">Date d'achèvement de la recherche</td> <td style="width: 33%;">Examinateur</td> </tr> <tr> <td>LA HAYE</td> <td>26 Septembre 1994</td> <td>Gries, T</td> </tr> </table> <p>CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES</p> <p>X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrière-plan technologique C : divulgation non-écrite P : document intercalaire</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet antérieur, mais publié à la date de dépôt ou après cette date D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant</p>				Lieu de la recherche	Date d'achèvement de la recherche	Examinateur	LA HAYE	26 Septembre 1994	Gries, T
Lieu de la recherche	Date d'achèvement de la recherche	Examinateur							
LA HAYE	26 Septembre 1994	Gries, T							